

12 Ultrakurzwellen(UKW)-Empfänger

In den folgenden Abschnitten befassen wir uns mit Empfängerproblemen der UKW-Technik. Wir wollen auch dabei unser Programm festlegen und feststellen, daß wir uns im Rahmen dieses Leitfadens den Empfängerproblemen widmen, soweit sie, im Vergleich zur KW-Technik, keine wesentlich andere oder gar prinzipiell verschiedene Technik erfordern. Wir werden uns also mit Empfängerproblemen beschäftigen, die mit der Verwendung von normalen und modernen Rundfunkröhren bzw. kommerziellen Röhren zusammenhängen und bei denen die Schwingungskreise noch keinen feinmechanischen Herstellungsprozessen unterworfen sind. Im wesentlichen handelt es sich somit um die konsequente Weiterführung und Anwendung der Erkenntnisse aus der KW-Empfangstechnik. Infolgedessen gelten alle Feststellungen, die wir über die Eigenschaften der Elektronenröhren getroffen haben, sinngemäß auch im UKW-Gebiet. Und da wir uns nicht mit „konzentrierten“ Schwingungskreisen (wie z. B. Hohlraumresonatoren, abgestimmte konzentrische Leitungen usw.) befassen wollen, handelt es sich bei den Schwingungskreisen im wesentlichen um geometrische Verkleinerungen der aus der KW-Technik bekannten Gebilde. Die praktische Grenze der Verwendbarkeit dieser Schaltelemente (Röhren und Schwingungskreise) in der Empfängertechnik liegt bei etwa 1 m Wellenlänge. Erst bei der Erreichung oder bei der Überschreitung dieser Grenze zu noch höheren Frequenzen hin wird grundsätzlich eine andere Technik erforderlich, die dann der Dezimeterwellentechnik ihr besonderes Gepräge gibt. Es sei jedoch nicht gesagt, daß etwa die Erkenntnisse aus der Dezimeterwellentechnik bei geeigneter Abwandlung nicht auch in der UKW-Technik anwendbar wären. Allerdings liegen für die Beschreitung dieses Weges keine zwingenden Gründe vor, so daß wir unser Programm nicht erweitern müssen. Es soll daher dieser Fragenkomplex einer gesonderten und in sich geschlossenen Darstellung der andersartigen Technik des Dezimeter- und Zentimeterwellenempfangs vorbehalten bleiben. ¹⁾

12.1 Die UKW-Verstärkung

Ebenso wie im KW-Gebiet spielen auch im UKW-Gebiet die Schwingungskreise eine besondere Rolle. In vielen Fällen handelt es sich um abstimmbare Schwingungskreise. Da mit zunehmender Frequenz sowohl Induktivität als auch Kapazität verkleinert werden müssen, ist eine geometrische Verkleinerung der entsprechenden Schaltelemente naheliegend. Dieser Weg wird auch grundsätzlich praktisch beschritten. Es werden also Kondensatoren bzw. Drehkondensatoren und Spulen entsprechend kleiner Abmessungen verwendet. Dies führt zur Verwendung von speziellen Drehkondensatoren, sofern eine

¹⁾ G. Megla „Dezimeterwellentechnik“, Fachbuchverlag GmbH, Leipzig.

kapazitive Abstimmung vorgesehen ist. Die Kreiskapazitäten der UKW-Empfängertechnik liegen in der Größenordnung von etwa $5 \cdots 20$ pF. Die Verkleinerung der Induktivität bedingt fast durchweg die Unmöglichkeit der Verwendung der üblichen Wellenschalter, so daß zur Bereichumschaltung nur speziell konstruierte Umschalter verwendet werden können. In vielen Fällen soll nur ein Wellenbereich des UKW-Gebietes empfangen werden. In diesen Fällen ist dann auch eine induktive Abstimmung sinnvoll und nützlich. Bei kombinierten UKW- und KW-Empfängern ist der reine UKW-Teil meist geometrisch so klein, daß auch dann noch eine gesonderte induktive Abstimmung desselben vorgenommen werden kann. Als Spulen werden durchweg einlagige Zylinderspulen verwendet, die sich auch ohne Messung der Induktivität meist mit hinreichender Genauigkeit im voraus berechnen lassen. Dabei ist jedoch stets zu bedenken, daß die Induktivität der Zuleitungen praktisch weder meßbar noch berechenbar ist, auf keinen Fall kann sie aber vernachlässigt werden. Von entscheidender Bedeutung für eine gute UKW-Verstärkung sind aber die mit den Schwingungskreisen erzielbaren Resonanzwiderstände. Sie berechnen sich nach den gleichen Formen, die wir im Abschn. 4.31 angegeben haben, bzw. nach Anlage 6. Hierbei ist zu bedenken, daß in den Wert für L die Zuleitungsinduktivität eingeht und daß zur konzentrierten Schwingungskreiskapazität sowohl die Spulenkapazität als auch die Schaltkapazität und nicht zuletzt die Röhrenkapazität parallel liegen. Hierdurch ist sofort offensichtlich, daß es wenig Sinn hat, die Schwingungskreiskapazität extrem klein zu machen, da dann die anderen wesentlich unübersichtlicheren Kapazitäten die Hauptrolle spielen. Nach Formel (32) ist es naheliegend, C möglichst klein zu machen, um einen großen Resonanzwiderstand zu erzielen. Da sich aber Schaltkapazitäten und Röhrenkapazitäten niemals vermeiden lassen, sind sie für die maximal erzielbaren Resonanzwiderstände verantwortlich. Hierdurch ergibt sich zwangsläufig die Forderung nach kürzester Leitungsführung zwischen Spule und Röhre. Desgleichen ergibt sich die Forderung, Röhren minimaler Eingangs- bzw. Ausgangskapazitäten zu verwenden. Sie sind bei den Röhrenpropagandadaten stets mit angegeben und können somit berücksichtigt werden. Da sie aber durch den Fabrikationsprozeß der Röhren gewissen Schwankungen unterworfen sind, so bedingt fast jeder Röhrenwechsel eine Veränderung des Schwingungskreises und damit der Abstimmung. Eine weitere Rolle in bezug auf den Resonanzwiderstand spielt der Verlustwiderstand des Schwingungskreises. Hierfür gelten die gleichen Gesichtspunkte, wie wir sie bereits im Abschn. 4.31 behandelt haben, so daß dem nichts hinzuzufügen ist. Schließlich spielt auch die Dämpfung des Schwingungskreises eine entscheidende Rolle. Da jeder Schwingungskreis irgendwo einmal befestigt werden muß, so ist dem Isoliermaterial zwischen den Befestigungspunkten größte Aufmerksamkeit zu widmen. Ebenso bedeutet jede Abschirmung eine Dämpfung und damit Verringerung des Resonanzwiderstandes. Eisenkernspulen, auch mit bestem HF-Eisen, verbieten sich zu höheren Frequenzen hin daher von selbst. Schließlich ist noch zu bedenken, daß jedem Resonanzwiderstand der Röhreneingangs- bzw. Röhrenausgangswiderstand parallel geschaltet zu denken ist. Der wirksame Resonanzwiderstand im UKW-Gebiet ist daher noch wesentlich kleiner als im KW-Gebiet.

Für die Praxis kann man in guter Näherung rechnen:

$$R_{\text{res}} \text{ (wirksam) bei UKW (k}\Omega) \approx \lambda \text{ (m)}. \quad (302)$$

Die Resonanzwiderstände sehr guter Schwingungskreise allein liegen bei Werten, die etwa um den Faktor $2,5 \cdots 3$ größer sind, als sie sich nach Gl. (302) ergeben. Der Gütefaktor der Spulen liegt bei Werten von etwa $30 \cdots 50$. Vergleichen wir die bereits in den Abschnitten 6.4 und 6.9 angegebenen Eingangs- und Ausgangswiderstände der Elektronenröhren, so erkennen wir, daß sie in der gleichen Größenordnung liegen wie die Resonanzwiderstände. Das hat für die erzielbare Verstärkung einer Röhrenstufe sehr wesentliche Konsequenzen. Hierbei ergibt sich, wie wir gleich zeigen werden, die Notwendigkeit der näheren Präzisierung dessen, was wir unter der Verstärkung einer UKW-Stufe verstehen wollen.

Wird an den Ausgang einer Röhre ein Schwingungskreis angekoppelt, dessen Resonanzwiderstand $R_{\text{res}} \gg R_i$ (Innenwiderstand) ist, so kann man an ihm durch leistungslose Spannungsmessung feststellen:

$$V = \frac{u_a}{u_g} = S R_i = \mu. \quad (303)$$

Mit dieser Schaltung erhält man also als Verstärkungsgrad der Stufe den Verstärkungsfaktor der Röhre. Koppelt man nun an den Schwingungskreis ohne Transformation eine weitere gleiche Röhre an, so liegt der Eingangswiderstand R_e dieser Röhre dem Schwingungskreis parallel. Setzt man voraus, daß $R_i \gg R_e$, so erhält man bei sehr großen Resonanzwiderständen ($R_{\text{res}} \gg R_a = R_i$; $R_{\text{res}} \gg R_e$) günstigstenfalls

$$V_D = S R_e \quad (304)$$

bzw. im allgemeinen

$$V_D < S R_e. \quad (305)$$

Diese Verstärkung wird als Direktverstärkung bezeichnet. Wegen des frequenzabhängigen Verhaltens von R_e [siehe Gl. (164)] erhält man demnach eine Spannungsverstärkung, die etwa proportional dem Quadrat der Wellenlänge ist. Mit guten Röhren erzielt man z. B. bei $\lambda = 1$ m Werte von V_D etwa $1 \cdots 2$. Die maximal erzielbare Verstärkung eines aus mehreren genau gleichen Stufen aufgebauten Verstärkers erhält man offenbar dann, wenn der Eingang einer Röhre an den Ausgang der vorhergehenden transformatorisch angekoppelt (angepaßt) wird. Wir haben dieses Prinzip bereits in Abb. 108 kennengelernt. Weil $R_a > R_e$ muß das Gitter also teilangekoppelt werden. Wenn $R_{\text{res}} \gg R_a$ ist, so gilt:

$$\frac{u_{a1}^2}{R_a} = \frac{u_{g2}^2}{R_e} \quad (306)$$

$$\left(\begin{array}{l} u_{a1} = \text{Anodenwechselspannung der 1. Röhre} \\ u_{g2} = \text{Gitterwechselspannung der 2. Röhre} \end{array} \right)$$

bzw.

$$\frac{u_{g2}}{u_{a1}} = \sqrt{\frac{R_e}{R_a}}. \quad (307)$$

Nun ist

$$\frac{u_{a1}}{u_{g1}} = \frac{1}{2} S R_a = \frac{1}{2} \mu, \quad (308)$$

(u_{g1} = Gitterwechselspannung der 1. Röhre)

so ergibt sich als Verstärkung einer Stufe, die sog. Stufenverstärkung

$$V_{\text{Stufe}} = \frac{u_{g2}}{u_{g1}} = \frac{u_{g2}}{u_{a1}} \frac{u_{a1}}{u_{g1}} = \frac{1}{2} S \sqrt{R_e R_a}. \quad (309)$$

Diese Verstärkungsangabe wird zweifellos den praktischen Erfordernissen am ehesten gerecht. Wird demnach vor den Eingang eines Verstärkers mit beliebiger Anfangsstufe zusätzlich eine UKW-Pentode geschaltet, so kann die Verstärkung im günstigsten Falle um die Stufenverstärkung zunehmen. Beträgt der ursprüngliche Eingangswiderstand des Verstärkers R_e , wobei der transformierte Antennenwiderstand nicht berücksichtigt sein soll, und paßt man die Antenne (mit einer EMK E und dem Innenwiderstand R_A) an, so erhält man am Eingang des Verstärkers die Spannung

$$u_1 = \frac{E}{2} \sqrt{\frac{R_e}{R_A}}. \quad (310)$$

Wird nun eine Empfangspentode mit dem Eingangswirkwiderstand R_g hinzugeschaltet, so beträgt deren Eingangsspannung bei Anpassung:

$$u_g = \frac{E}{2} \sqrt{\frac{R_g}{R_A}}. \quad (311)$$

Wird nun R_e an den Ausgang dieser Pentode angepaßt, so entsteht an R_e die Spannung

$$u_2 = u_g \frac{S}{2} \sqrt{R_a R_e} = \frac{E}{2} \sqrt{\frac{R_g}{R_A}} \frac{S}{2} \sqrt{R_a R_e} = u_1 \frac{S}{2} \sqrt{R_a R_g} \quad (312)$$

Die Verstärkung beträgt also:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{S}{2} \sqrt{R_a R_g}. \quad (313)$$

Das ist nichts anderes als die Stufenverstärkung nach Gl. (309). Mit diesem Wert sollte man in der Praxis immer rechnen; denn der Verstärkungsfaktor nach Gl. (303) hat in der UKW-Technik keine Bedeutung, da stets eine weitere Stufe folgt, die stets zur Bedämpfung führt, so daß $V < \mu$. Die Verwendung der Direktverstärkung ist deshalb uninteressant, weil sie nicht den Bestwert der Verstärkung darstellt. Die Stufenverstärkung beträgt z. B. bei $\lambda = 1$ m bei Verwendung bester Schwingungskreise und Röhren etwa $V_{\text{Stufe}} \approx 2$ bis höchstens 6.

In der nachfolgenden Tabelle (S. 346) sind zur Veranschaulichung der Verhältnisse einige Zahlenwerte angegeben (nach W. Kleen).

Nun ist es noch wichtig, den Frequenzgang der Verstärkung zu betrachten. Dazu gehen wir von einer Verstärkerschaltung nach Abb. 193 bzw. 194 aus.

Verstärkungseigenschaften einiger UKW-Pentoden bei $\lambda = 1 \text{ m}$ (nach W. Kleen).
Normaler Arbeitspunkt.

Röhre	RV 12 P 2000	RV 12 P 2001	RV 2,4 P 700	RV 2,4 P 701	954 (RCA)
$U_a(\text{V})$	200	200	150	150	200
$U_{g2}(\text{V})$	75	75	75	75	100
$I_a(\text{mA})$	2	3	1,7	2,7	2
$S(\text{mA/V})$	1,5	1,4	0,95	0,9	1,1
$R_e(\text{k}\Omega)$	0,8	1,2	1,0	1,5	1,8
$R_a(\text{k}\Omega)$	10	10	10	10	5
$\mu = S R_a$	15	14	9,5	9	5,5
Direktverst. $V_D = S \cdot R_e$	1,2	1,7	1,0	1,4	2
Stufenverstärkung	2,1	2,4	1,5	1,7	1,7
$R_{\dot{a}}(\text{k}\Omega)$	4	7	8	11	11
$R_{\dot{a}}/R_e$	5	5,8	8	7,3	6,1
$R_{\dot{a}}/R_{\text{res}}$	1	1,75	2	2,75	2,75
$\mathfrak{R}_{\text{opt}}/\Delta f [\text{kT}_0]$ (gemessen)	30...35	30...45	≈ 100	≈ 150	30...35
$\mathfrak{R}_{\text{opt}}/\Delta f [\text{kT}_0]$ (berechnet)	29	34	45	45	40

Wir können die Wirkwiderstände zu einem einzigen Widerstand R_p zusammenfassen. Ebenso können alle Kapazitäten (vgl. Abb. 194) zu einer Kapazität C_p zusammengefaßt werden. Der wirksame Außenwiderstand der ersten Röhre ist dann:

$$|\mathfrak{R}| = \frac{R_p}{\sqrt{1 + \omega^2 C_p^2 R_p^2}}. \quad (313a)$$

Die Verstärkung der Verstärkerstufe ergibt sich mit diesem Wert zu:

$$V = \frac{U_{g2}}{U_{g1}} = \frac{S R_p}{\sqrt{1 + \omega^2 C_p^2 R_p^2}}. \quad (313b)$$

Bei mittleren Frequenzen ist C_p ohne Einfluß, so daß

$$V_m = S R_p. \quad (313c)$$

Bezeichnet man die Verstärkung an der oberen Grenze des Übertragungsbereiches Gl. (313b) mit $V_{\omega=\omega_{\text{max}}}$, so gilt für das Verhältnis der Gleichungen (313b) und (313c):

$$\frac{V_{\omega=\omega_{\text{max}}}}{V_m} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{\text{max}}^2 C_p^2 R_p^2}} = \frac{1}{p}. \quad (313d)$$

In der Praxis bezeichnet man gewöhnlich als die Grenzfrequenz der Verstärkerstufe diejenige Frequenz, für die

$$\sqrt{1 + \omega_0^2 C_p^2 R_p^2} = \sqrt{2} \quad (313e)$$

ist. Diese Festsetzung ist willkürlich. Man könnte genauso gut die Grenzfrequenz als die Frequenz definieren, bei der die Verstärkung = 1 ist. Mit Gl. (313e) beträgt die Grenzfrequenz:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C_p R_p}. \quad (313f)$$

Für die Verstärkung je Stufe ergibt sich somit:

$$V = \frac{S}{C_p} \frac{\sqrt{p^2 - 1}}{\omega_{\max}} = \frac{S}{C_p} \frac{1}{\omega_0} \quad (313g)$$

Diese Gleichung gilt sowohl für Resonanz- als auch für Widerstands-Verstärker. Für eine bestimmte vorgegebene Frequenz f_0 ist also die Verstärkung allein vom Verhältnis S/C_p abhängig. Da bei hohen Frequenzen C_e (Röhreneingangskapazität) und C_a (Röhrenausgangskapazität) einen wesentlichen Anteil von C_p ausmachen, ist für die Verstärkung einer Verstärkerstufe das S/C -Verhältnis der Röhre von fundamentaler Bedeutung ($C = C_e + C_a$). Diesem Umstand ist durch die Entwicklung der sog. Breitbandverstärkerröhren Rechnung getragen worden. Diese besitzen Steilheiten von etwa $8 \cdots 18$ mA/V. Rechnet man mit Werten von $C_e + C_a \approx 10 \cdots 25$ pF, und nimmt man eine Schaltkapazität von 10 pF an, so lassen sich günstigstenfalls S/C_p -Werte von etwa $0,3 \cdots 0,5$ mA/V pF = $0,3 \cdots 0,5 \cdot 10^9$ s⁻¹ erzielen. Sollen außerdem noch Streuungen der Röhrenkapazitäten beim Röhrenwechsel ausgeglichen werden, so müssen Zusatzkapazitäten eingeschaltet werden. Durch diese wird die Stufenverstärkung weiter verschlechtert. In der folgenden Tabelle sind für einige Pentoden die S/C -Werte angegeben.

Röhrentype	S mA/V	C _e pF	C _a pF	S/C 10 ⁹ s ⁻¹
AF 7	2,1	6,4	7,6	0,15
AF 100	10,5	9,5	5,3	0,71
EF 8	1,8	4,6	7,8	0,14
EF 12	2,1	6,3	6,5	0,16
EF 14	7	9,5	8,2	0,41
EF 42	9,5	9,5	4,5	0,68
EF 50	6,5	7,8	5,3	0,5
EL 11	9	13,5	12	0,35
LV 1	9,5	10	7,2	0,55
LV 3	15,5	18	6,5	0,63
RV 2,4 P 700	1,0	3	3,3	0,16
RV 12 P 2000	1,5	≈ 3,4	≈ 3,2	0,23
6 AC 7	9	≈ 11	≈ 5	0,56
6 AG 5	5	6,5	1,8	0,60
6 AG 7	11	≈ 13	≈ 7	0,55
6 AK 5	5,1	4	2,8	0,75
6 SJ 7	1,65	6	7	0,13

Kapazität C_e ausschließlich Raumladungskapazität.

In Verstärkerschaltungen können die dämpfenden Einflüsse von Zuleitungsinduktivitäten durch die Verwendung von Gegentaktröhren (2 Röhrensysteme in einem Kolben, z. B. EFF 50) verringert werden. Bei diesen Röhren sind insbesondere im Innern des Kolbens die beiden Kathoden verbunden, so daß über die Kathodenleitung kein Wechselstrom fließen kann (vgl. auch Abschn. 6.95, Abb. 198). Die Entdämpfung des Röhreneingangswiderstandes durch besondere Schaltmaßnahmen haben wir im Abschn. 6.95 besprochen (vgl. z. B. Abb. 196). Die dort angegebenen Schaltmaßnahmen sind natürlich

nicht auf den KW-Bereich beschränkt. Ihrer sinngemäßen Anwendung steht im UKW-Gebiet nichts entgegen. Auch die Einfügung einer Induktivität in die Schirmgitterleitung bewirkt eine Entdämpfung des Röhreneingangswiderstandes (vgl. auch Abschn. 6.107, Abb. 224). Eine derartige Schaltung wirkt wie eine entdämpfende Huth-Kühn-Schaltung, eine Schaltung mit teilweise kapazitiv überbrücktem Kathodenwiderstand (Abb. 198) wirkt wie eine kapazitive Dreipunktschaltung. Bei den Schaltmaßnahmen sind zu hohen Frequenzen hin Grenzen gesetzt. Denn die dabei zwischen Gitter und Anode zusätzlich entstehende negative Kapazität führt dann nicht mehr zur Selbstneutralisation (vgl. Gl. (167)). Infolgedessen ergibt sich keine ausreichende Entkopplung mehr zwischen Ausgangs- und Eingangskreis der Röhre. Die Kopplung beider Kreise erfolgt im wesentlichen über die Selbstinduktion der Kathodenleitung. Das liegt darin begründet, daß der Anodenstrom, der über die Kathodenleitung zur Kathode zurückkehrt, über einen Teil des Weges, der auch im Gitterkreis liegt, fließt. Die Abb. 346 veranschaulicht diese Verhältnisse. Zur besseren Übersicht sind nur die für die HF wichtigen Impedanzen gezeichnet.

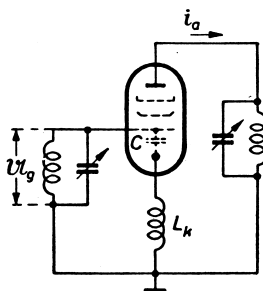


Abb. 346. Bei sehr hohen Frequenzen (UKW-Gebiet) wird bei üblichen Verstärkerröhren die Selbstinduktion der Kathodenleitung wirksam. Sie gehört sowohl zum Eingangskreis als auch zum Ausgangskreis und bewirkt dadurch eine Rückkopplung, die in diesem Falle zu einer Bedämpfung des Eingangskreises führt

Die Bedämpfung des Gitterkreises sieht man folgendermaßen ein. Nach Abb. 346 ergibt sich für die Wechselfspannung zwischen Kathode und Steuergitter angenähert

$$U_{g-k} = U_g - j\omega L_K i_a. \quad (314)$$

Da zwischen Gitter und Kathode immer eine Kapazität C vorhanden ist, fließt über diese auch ein Wechselstrom von der Kathode zum Steuergitter:

$$i_g = j\omega C U_{g-k} = j\omega C U_g + \omega^2 L_K C i_a. \quad (315)$$

Benutzt man die Steilheit der Röhre, so ist in erster Näherung:

$$i_a = S U_g. \quad (316)$$

Damit wird aus (315):

$$i_g = U_g \{j\omega C + \omega^2 L_K C S\}. \quad (317)$$

Der zweite Summand der Klammer ist demnach eine Stromkomponente des Stromes zum Gitter, die mit der Spannung U_g des Schwingungskreises konphas ist. Dadurch wird dem Gitterkreis Energie entzogen. Man kann also einen Wirkwiderstand R_L angeben, der parallel zum Gitterschwingungskreis liegt. Er beträgt:

$$R_L = \frac{1}{\omega^2 L_K C S}. \quad (318)$$

(vgl. auch Gl. (272)).

Die naheliegendste Lösung der Entkopplung von Eingangskreis und Ausgangskreis bzw. der Verringerung der Bedämpfung des Gitterkreises muß demnach eine Röhre sein, die eine doppelte Kathodenleitung besitzt. Dann ist an die eine Kathodenleitung der Gitterkreis und an die andere der Anodenkreis zu schalten. Abb. 347 zeigt die prinzipielle Schaltung.

Damit die Schaltung wirksam wird, muß immer ein Kondensator C_2 , wie in Abb. 347 angegeben, angeschaltet werden. Die Wechselspannung, die an L_{K2} auftritt, kann über C_2 einen Gitterwechselstrom bewirken. Da dieser Kondensator aber an den Fußpunkt von L_{K2} gelegt ist, hat dieser Gitterwechselstrom entgegengesetzte Phase zum Gitterwechselstrom der Schaltung nach Abb. 346. Infolgedessen ergibt sich jetzt an Stelle der Bedämpfung eine Entdämpfung. In Analogie zur Schaltung der Abb. 346 kann man dann einen negativen Wirkwiderstand R_{L2} parallel zum Gitterkreis angeben:

$$R_{L2} = - \frac{1}{\omega^2 L_{K2} C_2 S} \quad (319)$$

(vgl. auch Gl. (281)).

Dieser Widerstand kann durch passende Wahl von L_{K2} und C_2 dazu benutzt werden, die Bedämpfung des Eingangskreises durch den Eingangswiderstand R_e (infolge der endlichen Laufzeit der Elektronen zwischen Steuergitter und Kathode; vgl. auch Abschn. 6.93) zu verringern oder sogar ganz zu kompensieren. Zur Kompensation der Bedämpfung muß also sein:

$$R_{L2} + R_e = 0 \quad (320)$$

Da der analytische Ausdruck für R_e meist bekannt ist oder aus Graphiken ermittelt werden kann (vgl. Abschn. 6.93), läßt sich das Produkt $L_{K2} C_2$ berechnen und in der Praxis realisieren. Da $L_{K2} C_2$ frequenzunabhängig ist, gilt die Bedingung (320) für das Frequenzgebiet, in dem die analytischen Darstellungen für R_{L2} und R_e proportional zum Quadrat der Wellenlänge sind, also in der Praxis bei modernen Röhren bis zu etwa 1...1,5 m Wellenlänge. Zur Demonstration der Größenordnungen der erforderlichen Schaltelemente geben wir ein Beispiel für die Röhre EF 51 (Werte nach Strutt und van der Ziel). Für diese Röhre gilt:

$$R_e = \frac{36}{f^2} \cdot 10^{18} \quad (321)$$

(R_e in Ω , f in Hz). Nach Gl. (320) gilt dann:

$$L_{K2} C_2 = \frac{f^2 10^{-18}}{36 \cdot 4 \pi^2 f^2 S} \quad (322)$$

Bei der EF 51 beträgt $S \approx 10$ mA/V, so daß

$$L_{K2} C_2 = 7 \cdot 10^{-20} \text{ Farad} \cdot \text{Henry} \quad (323)$$

betragen muß. Wählt man $C_2 = 1$ pF, so muß $L_{K2} = 7 \cdot 10^{-8}$ Henry betragen. Eine solche Induktivität kann man leicht realisieren, es genügt dazu ein gerades Stück Draht. Bei einem geraden Draht ist die Induktivität desselben proportional zu seiner Länge und nur abhängig von der Drahtdicke. In der Praxis rechnet man mit folgenden Werten:

Drahtdurchmesser [mm]	1	2	3	4	5
Induktivität je cm	8 nH	5 nH	3 nH	2 nH	1,5 nH

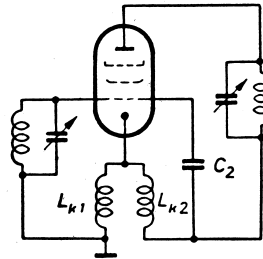


Abb. 347. Schaltung einer UKW-Röhre mit doppelter Kathodenleitung zur Verringerung der Bedämpfung des Eingangsschwingungskreises

Die Verwendung von Röhren mit doppelten Kathodenleitungen legt es nahe zu versuchen, auch den Ausgangskreis zu entdämpfen. Das ist in der Tat praktisch möglich. Hierzu ist die Einführung einer Rückwirkungskapazität zwischen Anode und Steuergitter erforderlich, die die negative Rückwirkungskapazität zwischen Steuergitter und Anode kompensieren muß (vgl. auch Abschn. 6.94). In der Praxis geschieht das durch Einschaltung eines Kondensators C_3 , wie in Abb. 348 gezeigt.

Durch diesen Kondensator fließt näherungsweise der Wechselstrom:

$$i_3 = u_a j \omega C_3. \quad (324)$$

(Die Bedeutung der Bezeichnungen sind der Abb. 348 zu entnehmen.) Der Wechselstrom i_3 fließt sowohl über L_{K1} als auch über L_{K2} längs des durch Pfeile angedeuteten Weges. Dann entsteht zwischen Kathode und Erde eine Wechselspannung u_K :

$$u_K = -j \omega L_{K1} i_3 = u_a \omega^2 L_{K1} C_3. \quad (325)$$

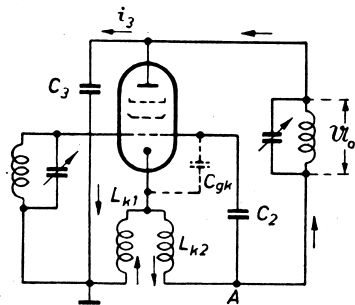


Abb. 348. Schaltung einer Röhre mit doppelter Kathodenleitung zur Entdämpfung des Eingangs- und des Ausgangskreises im UKW-Gebiet

Diese Wechselspannung hat einen zusätzlichen Wechselstrom in der Anodenleitung zur Folge, der eine negative Dämpfung bewirkt und somit den Ausgangsschwingungskreis entdämpft. In praktischen UKW-Empfängerschaltungen ist der Ausgangskreis einer HF-Verstärkerröhre an den Eingang einer weiteren Verstärkerröhre oder einer Mischröhre angeschlossen (vgl. z. B. Abb. 193.) Infolgedessen bewirkt dann die durch die Schaltung nach Abb. 348 erzielte Entdämpfung des Ausgangsschwingungskreises gleichzeitig eine Entdämpfung des Eingangskreises der nächsten Stufe. Diese folgende

Verstärker- oder Mischstufe braucht dann nur geringer entdämpft zu werden. Nun fließt der Wechselstrom i_3 (Abb. 348) aber auch über die Kathodenleitung mit der Induktivität L_{K2} . Zwischen dem Punkt A und Erde liegt dann die Wechselspannung

$$u = \omega^2 u_a (L_{K1} + L_{K2}) C_3. \quad (326)$$

Die Wechselspannungen u_K und u sind konphas mit der Anodenwechselspannung u_a . Dadurch entstehen Wechselströme auch über die Kapazitäten C_{gk} und C_2 zum Steuergitter der Röhre. Würde man die Kondensatoren C_{gk} und C_2 zwischen Steuergitter und Anode schalten, so würden über sie die gleichen Ströme fließen, wenn man sie dem Verhältnis der Wechselspannungen entsprechend verkleinert. Es ergibt sich also eine scheinbare Kapazität C'_{ag} zwischen Steuergitter und Anode:

$$C'_{ag} = C_2 \frac{u}{u_a} + C_{gk} \frac{u_K}{u_a} \quad (327)$$

oder

$$C'_{ag} = \omega^2 C_3 \{L_{K1} (C_{gk} + C_2) + L_{K2} C_2\}. \quad (328)$$

Diese Kapazität wirkt der Rückwirkungskapazität, die aus anderen Ursachen entsteht (vgl. Abschn. 6.94), entgegen. Diese ist ebenso wie die Kapazität nach Gl. (328) dem Quadrat der Frequenz proportional. Sie kann bei 1 m Wellenlänge einige Zehntel pF betragen (vgl. auch Abb. 190). Soll die gesamte Rückwirkungskapazität kompensiert werden, so muß C_3 passend berechnet werden.

In der folgenden Tabelle ist eine Gegenüberstellung der Eigenschaften einiger UKW-Röhren erfolgt (nach Strutt und van der Ziel):

Röhrentype	Eichelpentode 4872	Gegentaktröhre EFF 50	EF 51
Steilheit (mA/V)	1,4	11 = pro System	10
Rauschwiderstand R_H (Ω)	8000	600 = pro System	900
Eingangswiderstand R_e bei $\lambda=3$ m (Ω)	18 000	2700 = pro System	3600
R_H/R_e	0,44	0,22	0,25
C_{ag} (für tiefe Frequenzen) (pF)	<0,007	<0,02	<0,006

Werden Röhren mit doppelter Kathodenleitung geregelt, so ändert sich die Eingangskapazität etwas (vgl. auch Abschn. 6.95, Abb. 200...202). Soll die damit verbundene Verstimmung des Eingangskreises vermieden werden, so wird nur eine der Kathodenleitungen verwendet, und die in Abschn. 6.95 angegebenen Maßnahmen können angewendet werden (bei EF 51 Serienwiderstand von 30 Ω in die Kathodenleitung einschalten).

In der Abb. 349 ist das vollständige Schaltbild einer UKW-Verstärkerstufe mit einer Röhre mit doppelter Kathodenleitung angegeben.

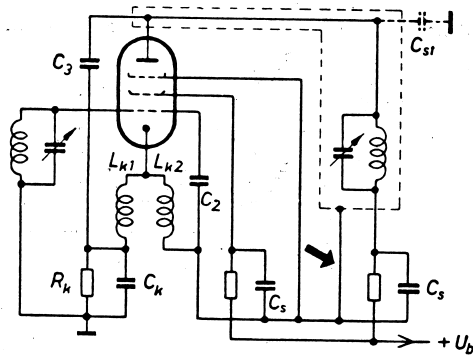


Abb. 349. Vollständiges Schaltbild einer UKW-Verstärkerstufe mit einer Röhre mit doppelter Kathodenleitung (Erläuterung siehe Text)

R_k ist der übliche Kathodenwiderstand zur Erzeugung der negativen Gittervorspannung, C_k der übliche Überbrückungskondensator. Die Kondensatoren C_s haben gleiche Größe wie C_k

Bei einer solchen Schaltung ergeben sich Schwierigkeiten durch die Streukapazitäten des Anodenschwingungskreises (dargestellt durch C_{st}). Diese liegen parallel die zu C_3 . Da die durch C_3 produzierte Rückwirkung nur klein zu sein braucht, um die vorhandene Rückwirkung zu kompensieren, so kann es durch C_{st} passieren, daß C_3 zu groß wird und dadurch eine positive Rückwirkung entsteht, was im allgemeinen zur Selbsterregung der Stufe führt. Man vermeidet das durch Reduzierung der Streukapazitäten, indem der Schwingungskreis abgeschirmt wird, wobei jedoch die Abschirmung nicht mit Erde (Masse) sondern mit der zweiten Kathodenleitung verbunden wird, wie in Abb. 349 angedeutet. Diese Maßnahme hat aber keinen Sinn, wenn auf die eine Verstärkerstufe eine weitere Verstärkerstufe oder Mischstufe folgt.

Das liegt daran, daß die nächste Röhre zwischen Gitter und Erde Kapazität besitzt (Größenordnung ≈ 10 pF). Da aber die Ankopplung der Anodenwechselspannung der ersten Röhre auf das Gitter der folgenden Röhre erfolgt, so wird durch die erwähnte Kapazität die Kapazitätsverringering durch Abschirmung (Abb. 349) wertlos. Die Abschirmung des Anodenschwingungskreises der ersten Verstärkerstufe wird bei der Kaskadenverstärkung überflüssig, wenn nicht die Kathode des Eingangskreises, sondern die des Ausgangskreises, geerdet wird. Die Ankopplung der zweiten Verstärkerstufe erfolgt induktiv. Abb. 350 zeigt das vollständige Schaltbild bei der Kaskadenverstärkung.

Die Stufenzahl kann bei dieser Schaltungsart auch vermehrt werden. Erfolgt die Ankopplung der nächsten Verstärkerstufe kapazitiv, so müssen zwei Kopplungskondensatoren verwendet werden. Hierfür zeigt die Abb. 351 das vollständige Schaltbild.

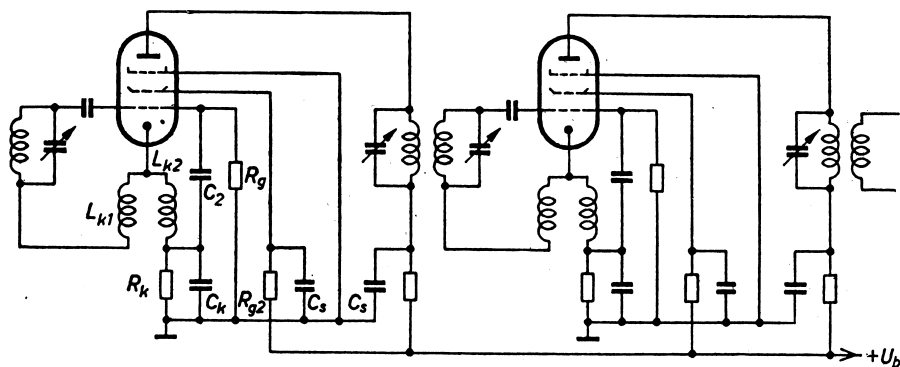


Abb. 350. Kaskadenverstärkung bei Röhren mit doppelter Kathodenleitung im UKW-Gebiet.
Die Ankopplung der folgenden Verstärkerstufen erfolgt induktiv

Die Röhren mit doppelter Kathodenleitung gestatten es, bis zu Wellenlängen von etwa $1 \dots 1,5$ m die angegebenen Kompensationseffekte gut und merklich zu erzielen. Derartige Röhren sind außer der EF 51 z. B. die 6 SG 7, 6 SH 7, 6 AG 5, 6 AK 5. In der UKW-Sendetechnik sind derartige Röhren häufiger vertreten.

Bei Frequenzen über etwa 100 MHz ist es oft von Vorteil, an Stelle der üblichen HF-Verstärkerstufen mit Pentoden Verstärkerstufen in der sog. Gitterbasis-schaltung zu verwenden. Die normalen Verstärkerstufen erhalten das Eingangssignal zwischen Kathode und Steuergitter zugeführt. Das Ausgangssignal wird zwischen Kathode und Anode entnommen. Zwischen Eingang und Ausgang existiert demnach eine gemeinsame Basis, die Kathode. Deshalb heißen derartige Schaltungen Kathodenbasisschaltungen. Ein Kathodenwiderstand ist ohne Bedeutung, da er durch einen Kondensator hochfrequenzmäßig kurzgeschlossen wird. Bei der Gitterbasisschaltung wird das Eingangssignal zwischen Gitter und Kathode angelegt und das Ausgangssignal zwischen Gitter und Anode entnommen. Hier ist also das Gitter die gemeinsame Basis.

Das Gitter kann, braucht aber nicht unmittelbar geerdet werden. Das ist ohne Bedeutung. Gelegentlich nennt man auch die Gitterbasisschaltung Kathodeneingangsschaltung, weil die Eingangsspannung an die Kathode gelegt wird. In dieser Schaltung werden Trioden verwendet. Die Verstärkung ist etwas größer als die der Kathodenbasisschaltung. Sie beträgt:

$$V = \frac{1 + \mu}{1 + \frac{R_i}{R_a}} \quad (328a)$$

Für den Eingangswiderstand einer Gitterbasisschaltung gilt:

$$R_e \approx \frac{1}{S}. \quad (328b)$$

Er ist demnach klein, so daß ein Schwingungskreis stark bedämpft würde. Deshalb verwendet man die Gitterbasisschaltung gerne in der Eingangsstufe eines UKW-Empfängers unmittelbar an einer UKW-Antenne. Siehe Abb. 132 und 429.

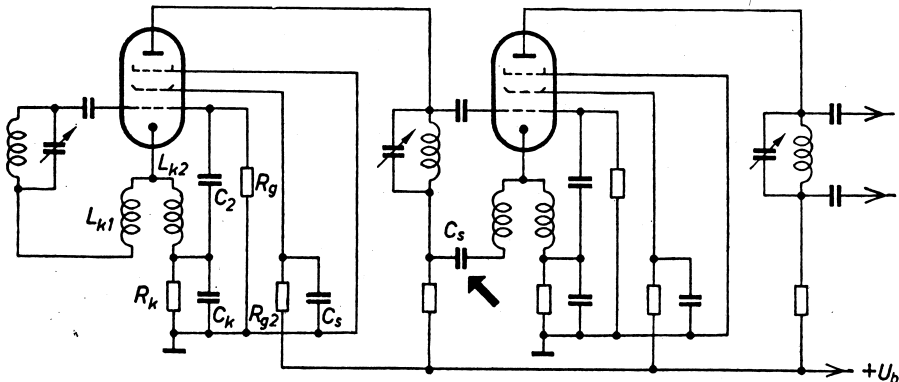


Abb. 351. Kaskadenverstärkung bei UKW, wie Abb. 350, jedoch mit kapazitiver Kopplung. Zu beachten ist die Notwendigkeit zweier Koppelkondensatoren

Die Fragen, die das Rauschen und die maximal erzielbare Empfindlichkeit von Verstärkerstufen betreffen, führen nicht auf neue Probleme. Die in diesem Zusammenhang bei den KW-Empfängern getroffenen Feststellungen gelten voll und ganz auch im UKW-Gebiet.

12.2 Die Mischstufe und der 1. Oszillator im UKW-Überlagerungsempfänger

Die Dimensionierung der Mischstufe im UKW-Empfänger erfordert grundsätzlich keine neuen Überlegungen im Hinblick auf die Feststellungen, die wir bereits in den Abschnitten über KW-Überlagerungsempfänger getroffen haben. Die dort aufgezeigten und diskutierten Gegebenheiten müssen lediglich sinnvoll auf das UKW-Gebiet übertragen werden. In erster Linie muß also eine hohe Empfangsfrequenz (HF) durch Bereitstellung einer geeigneten Überlagerungsfrequenz (ÜF) in eine Zwischenfrequenz umgewandelt werden. Wegen der hohen HF wird man des öfteren die Erzeugung der endgültigen ZF nicht in einem Überlagerungsprozeß vornehmen, sondern man wird bei hoher HF